

## 基于混合模式 PWM 二相步进电机驱动控制的研究

郑雪钦<sup>1</sup>, 郭东辉<sup>2</sup>

(1. 厦门理工学院电子与电气工程系, 厦门 361024; 2. 厦门大学电子工程系, 厦门 361009)



**摘要:** 针对步进电机转速不够平稳、低速转动存在振动和明显的步进现象, 在研究二相步进电机数学模型、深入分析两电平 PWM 和三电平 PWM 在步进电机驱动控制中的优缺点的基础上, 提出一种适用于步进电机微步驱动控制的混合模式 PWM 微步驱动控制方法。仿真结果验证了该控制方法的有效性: 该控制方法实现了二相步进电机定子绕组电流分别按正、余弦规律等角度进行变化、步进电机微步运行, 达到改善电机步进现象的目的; 同时, 电机转速平稳, 解决了步进电机低速转动时的振动和转速不够平稳的问题。混合模式 PWM 微步驱动控制方法使步进电机定位控制精度有了很大提高。

**关键词:** 步进电机; 微步; 混合模式 PWM; 驱动控制**中图分类号:** TP18**文献标识码:** A**文章编号:** 1004-731X (2012) 02-0456-06Study on Driving Control of Two-phase Stepping Motor  
Based on Mixing Mode PWMZHENG Xue-qin<sup>1</sup>, GUO Dong-hui<sup>2</sup>

(1. Department of Electronic and Electrical, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

2. Department of Electronic, Xiamen University, Xiamen 361009, China)

**Abstract:** Stepping motor has not enough stable speed, vibrates at the low speed and exits clear step phenomenon. In order to solve these problems, a type of mixing mode pulsewidth modulation (PWM) control scheme was proposed which was analyzed on the basis of two-phase stepping motor mathematical model and the analysis of advantage and disadvantage of the two-level PWM and three-level PWM. The simulation results show the effectiveness of the control method to achieve the expected winding current. Stepping motor achieves micro-step operation, which improves step phenomenon. The motor has stable speed, which settles low-speed vibration and not enough smooth speed. The positioning control accuracy of stepping motor has been greatly improved.

**Key words:** stepping motor; microstep; mixing mode PWM; drive control

## 引言

步进电机是机械传动或机器人应用的主要电动控制设备之一, 具有控制简单、无积累误差等优点<sup>[1]</sup>。但它存在着两个明显的固有缺点: 一个是低速转动时存在振动和明显的步进现象<sup>[2-4]</sup>; 另一个是转速不够平稳, 运行时易发生振荡<sup>[5,6]</sup>。这两个缺点对定位系统的精度将产生较大的影响。目前, 在数控控制、精密和超精密加工、机器人终端定位、集成电路芯片加工和版图拍照等系统应用领域里, 有 2/3 以上

采用步进电机作为伺服控制。因此, 如何改善步进电机驱动控制方法以提高定位系统的定位精度, 成为提高系统性能的关键所在。国内外学者提出了很多改进方案, 在控制策略上<sup>[7-9]</sup>, 有采用位置传感器测量出转子位置角, 或者采用观测器方法观测出转子位置角, 用转子位置角构成位置闭环控制系统, 然而这种系统因增加硬件而使成本增加。在控制算法上<sup>[10-14]</sup>, 有采用模糊控制、神经网络及遗传算法等的智能控制, 但是控制算法复杂化, 硬件的实现难度大。

文献[15]中只是应用两电平和三电平 PWM 控制方法进行分析步进电机转动频率与定子绕组纹波峰值、开关频率与电机铜耗之间的关系, 而没有对步进电机步进现象和转速平稳性问题进行分析。本文针对上述步进电机存在两个固有的缺点, 在研究二相混合式步进电机数学模型、深入分析两电平 PWM 和三电平 PWM 在步进电机驱动控制中的优缺点的

**收稿日期:** 2010-01-04**修回日期:** 2010-08-26**基金项目:** 国家自然科学基金(60753001); 福建省自然科学基金项目(2010J01352)**作者简介:** 郑雪钦(1975-), 女, 福建莆田, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制、电力电子技术等; 郭东辉(1967-), 男, 福建莆田, 博士, 教授, 博士, 研究方向为人工智能与集成电路设计等。

基础上, 提出一种混合模式 PWM 步进电机微步驱动控制策略, 使二相步进电机绕组电流分别按照正、余弦规律等角度进行变化, 以减小步进电机运行时的步距角。步进电机步进现象的问题有了很大改善, 步距角小, 电机运转时进入稳定区容易, 从而大大减少低速转动时的振动和噪音, 克服步进电机高速起停时存在的堵转、丢步或者过冲等问题, 使步进电机转动得更加平稳、定位更加精确。

## 1 二相步进电机的数学模型

步进电机通常可以描述成为一个非线性、强耦合的多变量系统<sup>[16]</sup>。对于二相绕组对称的电机, 磁路线性, 不考虑磁饱和, 在忽略空间谐波、电机涡流损耗和磁滞损耗及不考虑频率和温度变化对绕组影响情况下的数学模型如下:

二相步进电机定子的电压方程可表示为:

$$\begin{cases} u_A(t) = ri_A(t) + p\psi_A \\ u_B(t) = ri_B(t) + p\psi_B \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_A(t)$ 、 $u_B(t)$ —定子两相电压;  $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ —定子两相电流;  $\psi_A$ 、 $\psi_B$ —定子两相绕组磁链;  $r$ —定子各相绕组电阻;  $p$ —微分算子  $p = d/dt$ 。

在只考虑电机自感磁链, 二相步进电机的磁链可表示为:

$$\begin{cases} \psi_A = L_A i_A(t) \\ \psi_B = L_B i_B(t) \end{cases} \quad (2)$$

$L_A$ 、 $L_B$ —A、B 相的平均自感。步进电机的平均自感是电流及转子位置角的函数。在不考虑磁饱和的情况下, 其值只与转子的位置角有关系, 可得:

$$\begin{cases} \psi_A = L_A(\theta) i_A(t) \\ \psi_B = L_B(\theta) i_B(t) \end{cases} \quad (3)$$

由方程(3)代入(1)可得:

$$\begin{cases} u_A(t) = ri_A(t) + L_A(\theta) \frac{di_A(t)}{dt} + i_A(t) \frac{\partial L_A(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \\ u_B(t) = ri_B(t) + L_B(\theta) \frac{di_B(t)}{dt} + i_B(t) \frac{\partial L_B(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

混合式步进电机定转子双凸结构, 当转子磁极位于定子磁极之间时, 磁阻最大, 自感最小; 当定子与转子磁极中心线对齐时, 磁阻最小, 则自感最大。在忽略高次谐波情况下 A、B 两相平均自感:

$$\begin{cases} L_A(\theta) = L_0 + L_1 \cos(\frac{2\pi\theta}{\theta_z}) \\ L_B(\theta) = L_0 + L_1 \cos(\frac{2\pi\theta}{\theta_z} - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $L_0$ —自感的恒定分量;  $L_1$ —自感的基波分量;  $\theta_z$ —转子齿距角;  $\theta$ —转子位置角。

由式(5)代入(4):

$$\begin{cases} u_A(t) = ri_A(t) + L_0 \frac{di_A(t)}{dt} + L_1 \frac{di_A(t)}{dt} \cos(Z_r \theta) \\ - L_1 Z_r i_A(t) \sin(Z_r \theta) \frac{d\theta}{dt} \\ u_B(t) = ri_B(t) + L_0 \frac{di_B(t)}{dt} + L_1 \frac{di_B(t)}{dt} \cos(Z_r \theta - \frac{\pi}{2}) \\ - L_1 Z_r i_B(t) \sin(Z_r \theta - \frac{\pi}{2}) \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

其中  $Z_r = \frac{2\pi}{\theta_z}$  为转子齿数两相绕组共同产生总电磁转矩:

$$T_e = \frac{1}{2} \sum_k^{A,B} \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} i_k^2 \quad (7)$$

式(7)可以分解成两个单相绕组产生的电磁转矩, 由(5)式代入(7)可得:

$$\begin{cases} T_{eA}(t) = -\frac{1}{2} L_1 i_A^2(t) Z_r \sin(Z_r \theta) \\ T_{eB}(t) = -\frac{1}{2} L_1 i_B^2(t) Z_r \sin(Z_r \theta - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (8)$$

步进电机机械运动方程:

$$T_e = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \beta \frac{d\theta}{dt} + T_l \quad (9)$$

式中:  $J$ —电机的转动惯量;  $\beta$ —粘滞系数;  $T_l$ —负载转矩。

由式(6)、(8)和(9)组成二相混合式步进电机的数学模型。

## 2 二相步进电机驱动系统设计

### 2.1 整体系统结构

步进电机系统结构如图 1 所示, 步进电机与控制器和驱动逆变器是一个不可分割的整体。控制器及驱动器性能的优劣, 直接影响到步进电机运行性能。当电机和负载已经确定之后, 整个电机系统的性能就完全取决于驱动控制器及其控制方法。

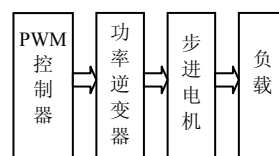


图 1 步进电机系统方框图

### 2.2 驱动电路设计

在二相步进电机驱动电路中, 定子每相绕组端需接 H 桥双极性逆变器, A 相绕组所接的逆变器如图 2 所示。绕组电流波形取决于驱动器的工作方式, 通过控制逆变器四个开关管导通时间和导通顺序来控制绕组电流的大小和方向。在常规驱动控制中, 绕组电流波形如图 3 所示, 步进电机转子位置波形如图 4 所示。由图 4 可以看出, 步进电机存在步进现象, 步距角较大, 在低速转动产生振动, 转速不够平稳, 运行发生振荡, 这对定位系统的精度会产生较大的影响。

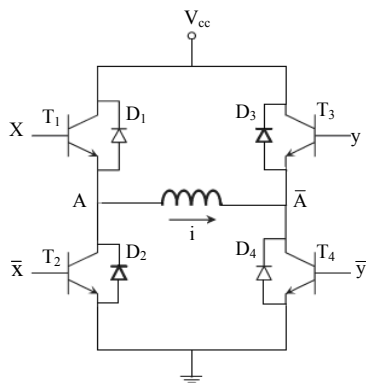


图 2 A 相 H 桥双极性逆变器

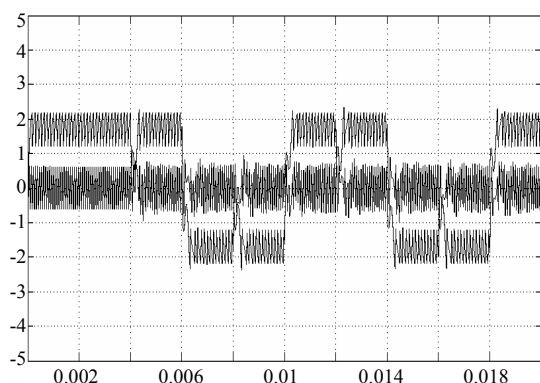


图 3 常规二相步进电机绕组电流波形

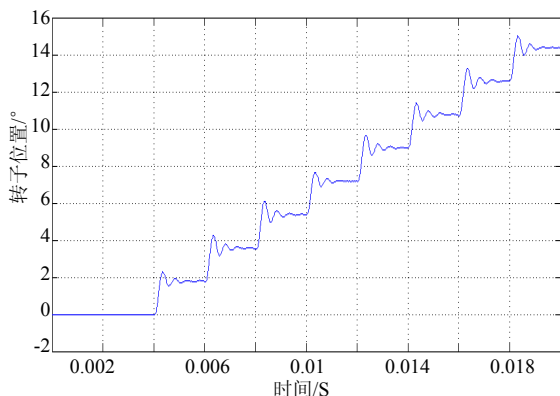


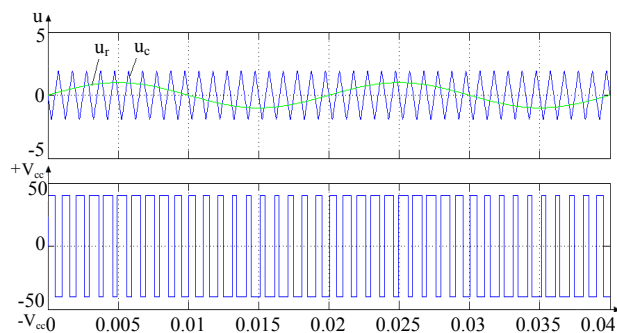
图 4 常规驱动控制转子位置波形

### 2.3 混合模式 PWM 控制方法分析

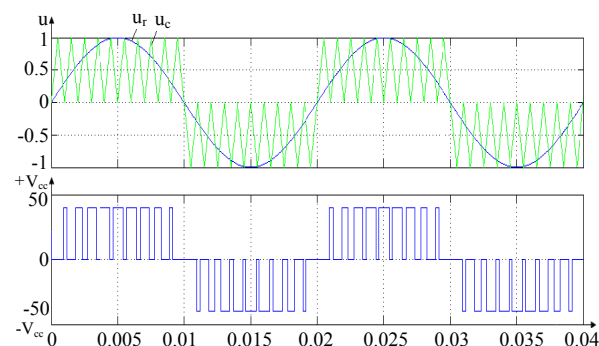
为了改进步进电机常规驱动控制的存在缺点, 本文把两电平 PWM 和三电平 PWM 引入到步进电机驱动控制中, 分析两种驱动控制的优缺点, 在此基础上, 提出混合模式 PWM 步进电机微步驱动控制, 充分利用各自的优点, 避免了其缺点。

图 2 中 A 相 H 桥双极性逆变器中  $x, y$  分别为 H 桥开关管的驱动信号, 由调制波和载波交点来确定, 如图 5(a)和(b)所示。PWM 波形的占空比  $D = T_{on} / T$ ,  $T_{on}$  是 H 桥驱动电

路开关管的导通时间,  $T$  是 PWM 的周期,  $T = T_{on} + T_{off}$ ,  $T_{off}$  是 H 桥驱动电路开关管关断时间。



(a) 两电平 PWM 波形



(b) 三电平 PWM 波形

图 5 两电平与三电平 PWM 波形

在两电平 PWM 驱动控制中, 开关管导通期间, 电机绕组上的电压是  $+V_{cc}$ , 而在开关管关断期间,  $x$  为低电平,  $y$  为高电平, 绕组上电流从  $A \rightarrow B \rightarrow T3 \rightarrow +V_{cc} \rightarrow D2 \rightarrow A$  开始衰减, 电机绕组加上约等于电源电压  $+V_{cc}$  的反向电压, 电流衰减迅速, 电流跟踪能力较强。但是电流衰减快, 产生的电流纹波大, 其峰值电流的纹波量是如式(10)。大的电流纹波量导致电流的准确性下降, 步进电动机和驱动电路发热增加。

$$\Delta I_{\max, 2L} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot L \cdot f} \quad (10)$$

式中,  $+V_{cc}$  电机驱动电源,  $L$  是电机绕组的电感量,  $f = \frac{1}{T}$

在三电平 PWM 驱动控制中, 开关管导通期间, 电机绕组上的电压是  $+V_{cc}$  或  $-V_{cc}$ , 数值由调整波和载波的交点来决定; 而在开关管关断期间,  $x$  为低电平,  $y$  为低电平, 绕组上电流从  $A \rightarrow B \rightarrow T4 \rightarrow D2 \rightarrow A$  开始衰减, 电机绕组加上了快恢复二极管的正向导通电压和开关管  $T4$  的饱和导通电压, 电流衰减缓慢。电流衰减缓慢, 电流波动比较小, 其峰值电流的纹波量如式(11)。三电平 PWM 比两电平 PWM 电流纹波量减少了 75%, 小的电流纹波量使得电流平均值与给定的参考值比较接近, 从而提高了步进电机的运行性能, 减少电机和驱动电路的发热。但是在负载电流下降很快, 负载

电流很小而且反电动势足够大时, 三电平 PWM 不能保证很好的电流调节能力。

$$\Delta I_{\max, 3L} = \frac{V_{CC}}{8 \cdot L \cdot f} \quad (11)$$

为了进一步满足绕组电流动态特性, 本文结合两电平 PWM 和三电平 PWM 在步进电动机驱动控制中的优点, 提出了混合模式 PWM 微步驱动控制, 其控制过程: 在电流上升 ( $T_{on}$ ) 时, 采用了三电平 PWM 模式; 而在电流下降 ( $T_{off}$ ) 时, 采用了混合模式 PWM 驱动控制, 在一个  $T_{off}$  期间, 电流刚开始下降时采用两电平 PWM 驱动控制, 电机绕组两端加上约为  $V_{CC}$  的反向电压, 电流衰减速度快。当电流下降到一定值时, 驱动控制转换成三电平 PWM, 电机绕组加上了快恢复二极管的正向导通电压和开关管  $T_4$  的饱和导通电压, 电流衰减速度变慢, 以改善电流波形形状。这两种电平 PWM 时间所占的比例可以根据输入 PWM 频率大小进行调节, 当输入 PWM 频率较低时, 两电平 PWM 所占的比例应少一些; 当输入 PWM 频率提高时, 两电平 PWM 所占的比例应大一些。在混合式模式 PWM 微步驱动控制, 充分利用两电平 PWM 和三电平 PWM 两者的优点, 防止由步进电机反电动势引起得电流波形畸变, 从而得到正弦度较好的定子绕组电流波形和平滑转子位置波形。

### 3 仿真分析

根据式(6)、(8)和(9)建立二相步进电机仿真模型如图 6 所示, 结合两电平 PWM、三电平 PWM 及混合模式 PWM 驱动控制构成系统模型如图 7 所示, 进行仿真分析比较。本文所采用的参数分别为: 定子电阻  $r = 35\Omega$ , 定子电感  $L_1 = 35mH$ , 转子齿数  $Z_r = 80$ ,  $T_l = 0.01Nm$ , 转动惯量  $J = 0.025Kg \cdot m^2$ , 阻尼系数  $\beta = 0.0025$ ,  $V_{CC} = 40V$ 。

在图 7 系统仿真模型中, 二相定子绕组逆变器中八个开关管的驱动控制信号采用两电平 PWM, 所得到的二相定子绕组电流和转子位置波形如图 8~图 10 所示。

对图 8 中 A 相定子电流波形进行 FFT 分析, 结果如图 10 所示, 可得定子电流基波成分只为 0.6597%, 而 THD 达到 296.93%, 两相绕组电流的正弦度较差。由图 9 可以看出转子位置波形较常规驱动电流有很大的改善。

在图 7 系统仿真模型中, 二相定子绕组逆变器中八个开关管的驱动控制信号采用三电平 PWM, 所得到的二相定子绕组电流和转子位置波形如图 11~图 13 所示。

对图 11 中 A 相定子电流波形进行 FFT 分析, 结果如图 13 所示, 可得定子电流基波成分为 1.314%, THD 为 68.79%, 高次谐波含量较大。由图 12 可以看出转子位置波形存在步进现象。

在图 7 系统仿真模型中, 二相定子绕组逆变器中八个开关管的驱动控制信号采用混合模式 PWM, 所得到的二相定子绕组电流和转子位置波形如图 14~图 16 所示。

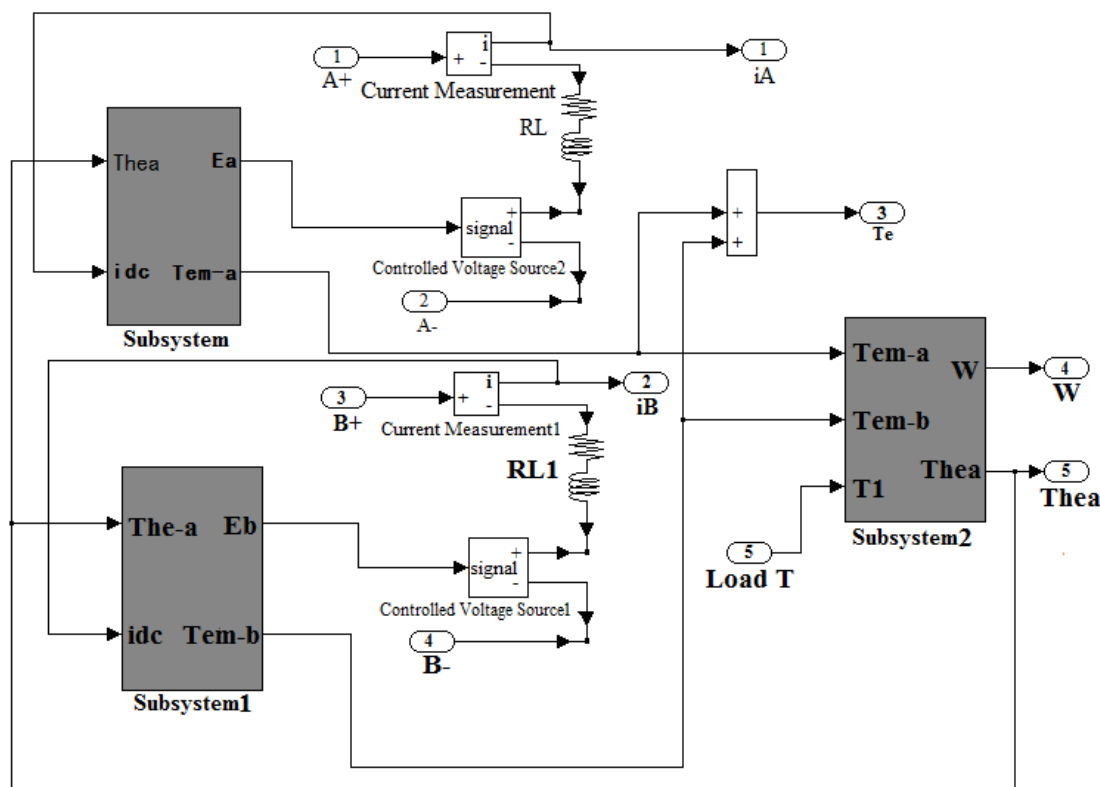


图 6 二相步进电机仿真模型

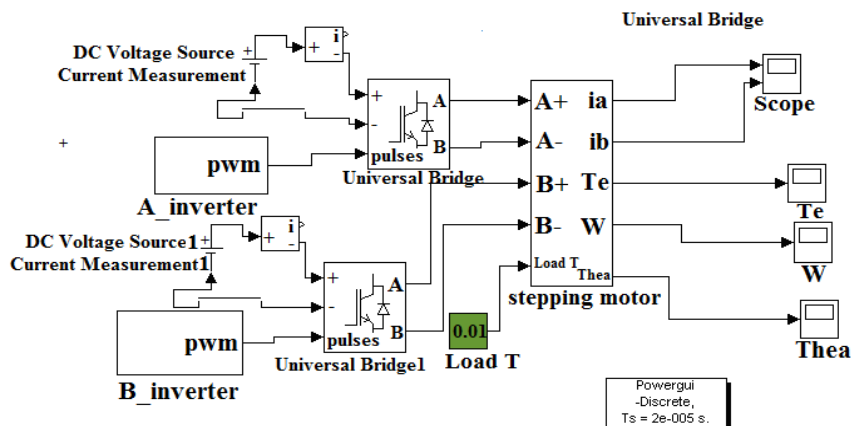


图 7 系统仿真模型

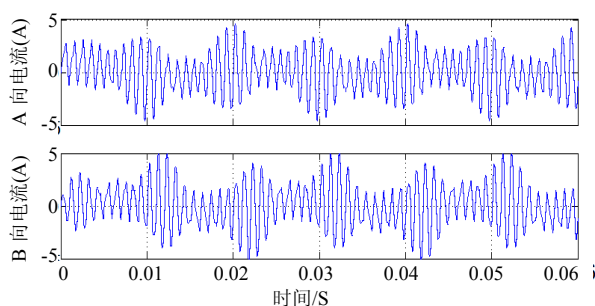


图 8 两电平 PWM 驱动步进电机两相绕组电流波形

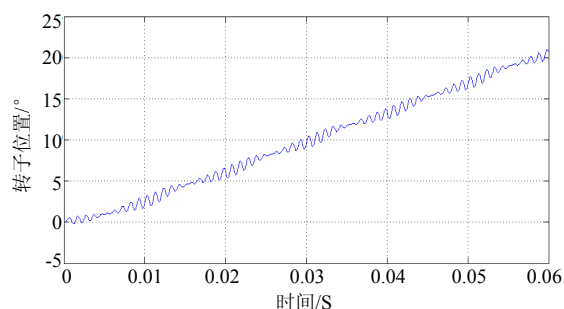


图 9 两电平 PWM 驱动转子位置波形

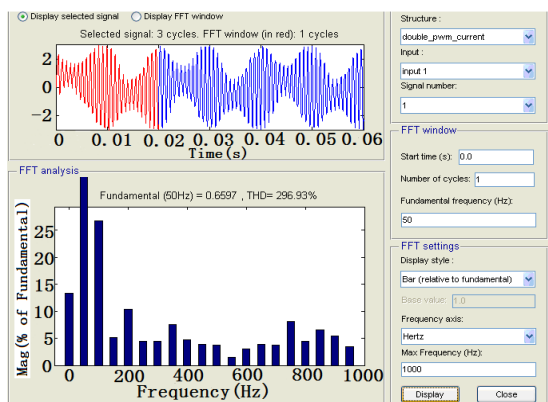


图 10 两电平 PWM 绕组电流 FFT 分析

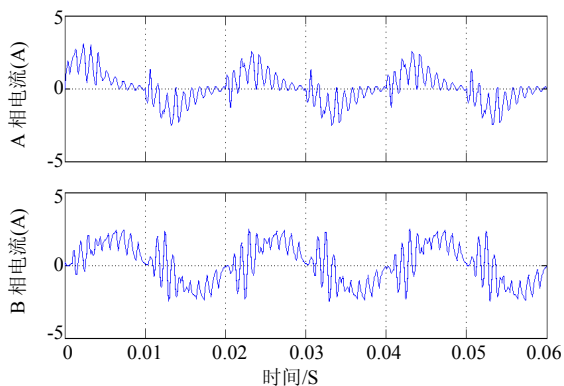


图 11 三电平 PWM 驱动步进电机两相绕组电流波形

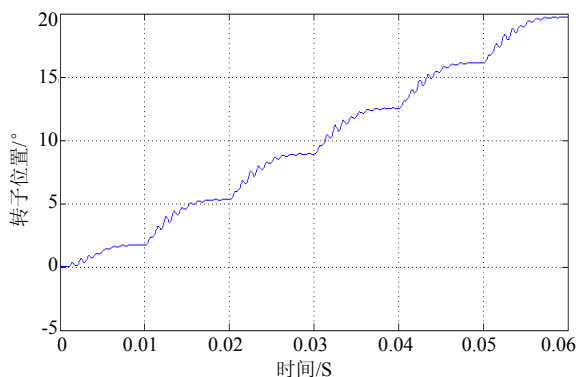


图 12 三电平 PWM 驱动转子位置波形

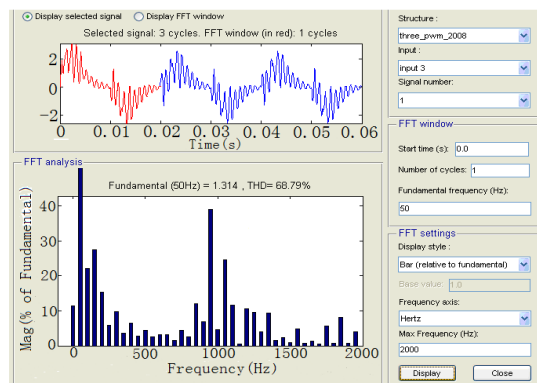


图 13 三电平 PWM 绕组电流 FFT 分析



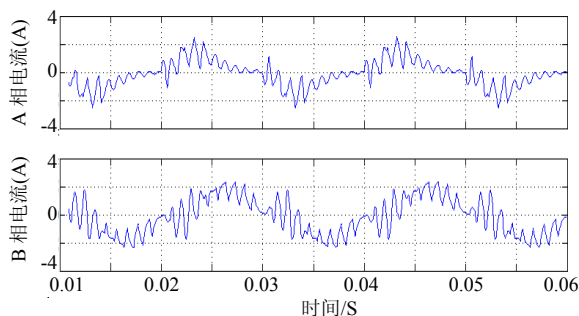


图 14 混合模式 PWM 驱动步进电机两相绕组电流波形

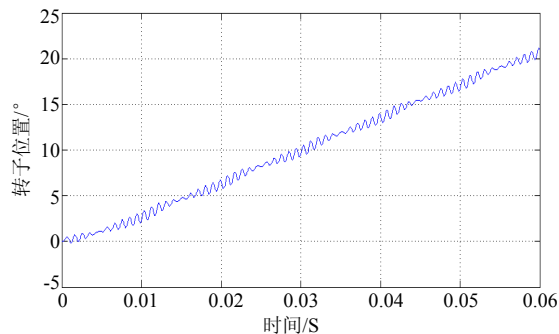


图 15 混合模式 PWM 微步驱动控制转子位置波形

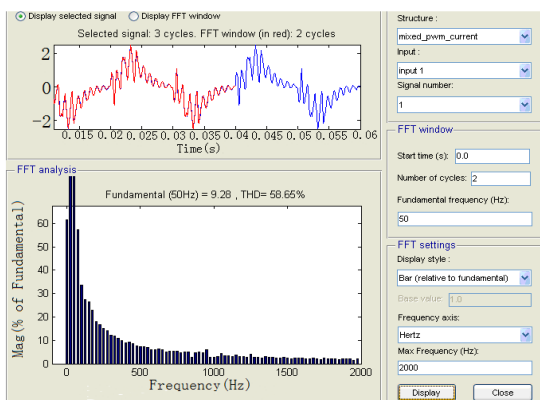


图 16 混合模式 PWM 绕组电流 FFT 分析

对图 14 中 A 相定子电流进行 FFT 分析, 结果如图 16 所示, 可得定子电流基波成分为 9.28%, THD 为 58.65%, 两相电流波形正弦度较好。由图 15 可以看出转子位置波形平滑, 实现微步转动, 从而改善了步进电机的步进现象。

## 4 结论

本文结合两电平 PWM 和三电平 PWM 步进电机驱动控制的优点, 提出了一种混合模式 PWM 微步驱动的控制方法。通过仿真, 其结果表明: 该控制方法下步进电机定子绕组电流正弦度较好、改善了步进电机的步进现象, 同时达到了微步转动、转子运转平稳的目的, 实现系统的高精度定位。

## 参考文献:

- [1] 陈士进, 朱学忠. 步进电机系统驱动与控制策略综述[J]. 电机技术, 2007(6): 14-17.
- [2] M Zribi, J Chiasson. Position Control of a PM Stepper Motor by Exact Linearization [J]. IEEE Trans. Automat. Contr. (S0018-9286), 1991, 36(5): 620-625.
- [3] 程智, 王宗培. 混合式步进电动机振动特性的仿真[J]. 中国电机工程学报, 1999, (6): 12-15.
- [4] 周扬忠, 钟技. 基于 DSP 混合式步进电动机微步驱动系统研究[J]. 电力电子技术, 2009(5): 32-35.

- [5] 王宗培, 王英. 步进电动机的振动特性[J]. 电工技术学报, 1996(3): 11-15.
- [6] 王宗培, 韩光鲜, 里见博文. 二相混合式步进电动机的振动特性与饱和效应[J]. 电工技术学报, 2002(5): 26-29.
- [7] Sheng-ming Yang, Ei-lang Kuo. Damping a Hybrid Stepping Motor With Estimated Position and Velocity [J]. IEEE Trans. on Power Electronics (S0885-8993), 2008, 18(3): 880-887.
- [8] S A Schweid, J E McInroy, R M Lofthus. Closed Loop Low-velocity Regulation of Hybrid Stepping Motors Amidst Torque Disturbances [J]. IEEE Trans. Ind. Electron. (S0278-0046), 1995, 42(3): 316-324.
- [9] M Bodson, J Chiasson, R T Novotnak, R B Rekowski. High performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor [J]. IEEE Trans. Control Syst. Technol. (S1063-6536), 1993, 1(1): 5-13.
- [10] Ahmed Rubaai, Marcel J Castro-Sitiriche, Moses Garuba. Legend Burge Implementation of Artificial Neural Network-Based Tracking Controller for High-Performance Stepper Motor Drives [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron. (S0278-0046), 2007, 54(1): 218-226.
- [11] H D Patino, D Liu. Neural network-based model reference adaptive control system [J]. IEEE Trans. Control Syst., Man, Cybern. B, Cybern. (S1063-6536), 2000, 30(1): 198-204.
- [12] F Betin, D Pinchon, G-A Capolino. Fuzzy logic applied to speed control of stepping motor drive [J]. IEEE Trans. Ind. Electron. (S0278-0046), 2000, 47(3): 610-622.
- [13] A Rubaai, D Ricketts, M D kankam. Experimental verification of a hybrid fuzzy control strategy for a high performance brushless DC drive system [J]. IEEE Trans. Ind. Appl. (S0093-9994), 2000, 37(2): 503-512.
- [14] J Lee. On Methods for Improving Performance of PI-type Fuzzy Logic Controllers [J]. IEEE Trans. Fuzzy Syst. (S1063-6706), 1993, 1(1): 298-301.
- [15] Alberto Bellini, Carlo Concar. Mixed-mode PWM for High-Performance Stepping Motors [J]. IEEE Trans. Ind. Electron. (S0278-0046), 2007, 54(6): 3167-3177.
- [16] S Jingzhuo, X Dianguo, W Zongpei. A novel hybrid stepping motor fuzzy-neural position servo system [C]// Proc. Conf. IEEECON'01. USA: IEEE, 2001, 1: 53-57.